

can. to US 5,148,127

(10) 日本国特許庁 (J P)

## (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平6-343086

(43) 公開日 平成6年(1994)12月13日

(51) Int.Cl.<sup>5</sup>  
H 04 L 27/20識別記号  
片内整種番号  
Z 9297-5K

P 1

技術表示箇所

審査請求 有 試験項の数9 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平3-257990  
 (22) 出願日 平成3年(1991)10月4日  
 (31) 優先権主張番号 15940/1990  
 (32) 優先日 1990年10月8日  
 (33) 優先権主権国 韓国 (K R)

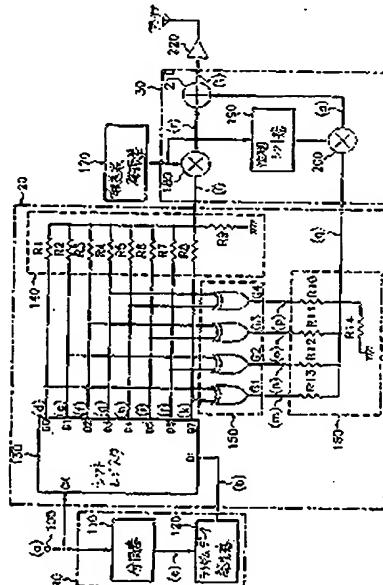
(71) 出願人 390019839  
 三星電子株式会社  
 大韓民国京畿道水原市八達区梅溪洞416  
 (72) 発明者 ビョン・ジン・チョン  
 大韓民国 キョンギード スウォンーシテ  
 イー コンスヌグ マエタンードン ジ  
 エゴンアパート 521-405 (番地なし)  
 (74) 代理人 弁理士 伊東 忠彦 (外2名)

(54) 【発明の名称】 平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路

## (57) 【要約】

【目的】 ディジタルデータを搬送波に位相変調する技術に関するもので、位相変調時によく発生するゼロクロッキング部分からの信号の跳波によって発生するデータの損失を防止するための変調回路を提供することを目的とする。

【構成】 システムクロック (a) を分周した信号に同期して発生したディジタルデータをやはりシステムクロック (a) に同期されるシフトレジスタ (130) に順次的にシフトし、その信号を所定の加重値を与えて各々加算することによってインフェーズ信号を生成しており、シフトレジスタ (130) の出力中の初めの出力端をD<sub>j</sub>であるとき、D<sub>j</sub>とD<sub>-j</sub>を対称的に論理和してそれらを各々所定の加重値に与えて架線することによってカットフェーズ信号成分を生成する。このとき、インフェーズ信号成分は搬送波にダブルバランスド変調し、カットフェーズ信号成分は搬送波をシングルバランスド変調した後に二つの信号を相互に加算することによって平坦なエンブロープ特性を有するBPSK変調をする。



(2)

特開平6-343086

2

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相変調回路において、

システムクロック(a)が入力されるシステムクロック入力端(100)と、

前記システムクロック入力端(100)のシステムクロック(a)を受けて分周した後にそれに同期してランダムなデータを出力するデータ発生手段(10)と、

前記データ発生手段(10)の出力を受けて前記システムクロック(a)に同期させて交番する段階形態のインフェーズ信号成分と段階形態されて單一方向に反復されるカットフェーズ信号成分に分割して各自出力するデータ変換手段(20)と、

搬送波信号を生成出力する搬送波発振器(170)と、前記データ変換手段(20)のインフェーズ信号成分およびカットフェーズ信号成分と前記搬送波発振器(170)の搬送波信号を受けてインフェーズ信号成分は前記搬送波にダブルバランスド変調し、カットフェーズ信号成分は前記搬送波を位相遅移した信号にシングルバランスド変調して相互に加算することによって平坦なエンベロープ特性を有する位相変調する変調手段(30)とから構成したことを特徴とする平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項2】 データ発生手段(10)が、

システムクロック(a)を受けて所定分周比に分周する分周器(110)と、

前記分周器(110)の出力を受けてランダムなディジタルデータを発生出力するランダムデータ発生器(120)とから構成したことを特徴とする請求項1に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項3】 データ変換手段(20)が、ランダムデータ発生器(120)の出力を直列に受けて前記システムクロックによって各自所定の時間程の所定期間に順次的に遅延させて各自の出力を並列に一時に出力させるシフトレジスタ(130)と、

前記シフトレジスタ(130)の並列出力を受けて各自の出力に所定の加重値を乗算した後にすべて加算してインフェーズ信号成分を作る第1抵抗アレイ(140)と、

前記シフトレジスタ(130)の並列出力を受けて1個の出力端をD<sub>j</sub>というときD<sub>j</sub>とD<sub>-j</sub> [Nはシフトレジスタ(130)の並列出力端数j=1, 2, ..., N/2]を相互に排他的に論理和して出力するゲートアレイ(150)と、

前記ゲートアレイ(150)の出力を受けて各自に所定の加重値を乗算した後にすべて加算してカットフェーズ信号成分を作る第2抵抗アレイ(160)とから構成したことを特徴とする請求項1に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項4】 変調手段(30)が、

所定搬送波を発振出力する搬送波発振器(170)と、

インフェーズ信号成分を受けて前記搬送波発振器(170)の出力にダブルバランスド変調する第1乗算器(180)と、

前記搬送波発振器(170)の出力を位相シフトして出力する位相シフト器(190)と、

カットフェーズ信号成分を受けて前記位相シフト器(190)の出力にシングルバランスド変調する第2乗算器(200)と、

前記第1, 第2乗算器(180, 200)の出力を受けて加算して出力する加算器(210)とから構成したことと特徴とする平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項5】 変調手段(30)の出力を増幅する増幅器(220)を更に付加したことを特徴とする請求項1に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項6】 増幅器(220)の出力を空中に電波するアンテナ(ANT)を更に付加したことを特徴とする請求項5に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項7】 位相シフト器(190)がシフトする位相差が90°Tであることを特徴とする請求項4に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項8】 増幅器(220)がC級に動作する増幅器であることを特徴とする請求項5に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

【請求項9】 インフェーズ信号成分をI(t)といい、カットフェーズ信号成分をQ(t)であるというとき第1, 第2抵抗アレイ(140, 160)の各抵抗値は[I(t)]<sup>2</sup>+[Q(t)]<sup>2</sup>= (定数)になるよう調整したものであることを特徴とする請求項3に記載の平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はディジタル通信システムからBPSK(バイフェーズシフトキーイング)変調回路に関するもので、特にランダムなディジタルデータをシフトしてシフトされた出力を適当な加重値を与えて加算することによってインフェーズ信号成分とカットフェーズ信号成分を作った後に各自位相が相互に90°T差異のある搬送波に変調し、加算することによって変調された信号が平坦なエンベロープ特性をもつようにする回路に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 従来のBPSK変調回路とそれらを伝送する伝送回路は図1に示す如くであり、その動作は次の通りである。

【0003】 データ信号発生器1は所定ディジタル信号を発生させて出力し、低域通過フィルタ(LPF)2は

(3)

特開平6-343086

3

所定ディジタル信号中の高周波成分を抑制し、前記低域通過フィルタ2を通過した信号は変調器3で搬送波(CR)に位相変調され、その波形は図2のようである。そして前記図2の変調波は帯域通過フィルタ4を通過した後に電力増幅器5でC級に電力増幅されてアンテナ(ANT)によって空中に電波される。ところが、前記図1の回路はディジタル信号を搬送波に変調するとき前記搬送波(CR)の位相が前記ディジタル信号のデータにより0.1Tと1.801Tとに瞬時に遷移される変調方式を採用していて、前記帯域通過フィルタ4を通過するとき前記搬送波が0.1Tと1.801Tを遷移する時間の間図2の30のようにゼロクロッシング部分で振幅が減少される現象が発生する。これは前記ゼロクロッシング部分の周波数が前記帯域通過フィルタ4のバス周波数で外れるためであり、それらを電力増幅して出力すると電力増幅器5がC級に動作する場合、前記ゼロクロッシング部分からは前記電力増幅器5が充分に信号を増幅しないので、信号の歪曲が発生する。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】したがって、本発明の目的はBPSK変調時に位相遷移支点を包含したすべての信号のレベルを均一にすることによって一定なエンベロープ特性を維持するようにして電力増幅時に位相遷移支点からの歪曲を防止することができる回路を提供することにある。

【0005】

【実施例】図3は本発明による回路図であって、システムクロック(a)が入力されるシステムクロック入力端子100と、前記システムクロック入力端子100のシステムクロック(a)を受けて分周した後にそれに同期してランダムなランダムデータを出力するデータ発生手段10と、前記データ発生手段10の出力を受けて前記システムクロック(a)に同期させて交番する階段形態のインフェーズ信号成分と卓一段階形態となって方向に反復されるカットフェーズ信号成分によって分割して各々出力するデータ変換手段20と、搬送波信号を生成出力する搬送波発振器170と、前記データ変換手段20のインフェーズ信号成分およびカットフェーズ信号成分と前記搬送波発振器170の搬送波信号を受けてインフェーズ信号成分は前記搬送波によってダブルバランスド変調し、カットフェーズ信号成分は前記搬送波を位相遷移した信号によってシングルバランスド変調して相互に加算することによって平坦なエンベロープ特性を有する位相変調する変調手段30と、前記変調手段30の出力をC級に増幅させて出力する増幅器220と、前記増幅器220の出力を受けて空中に電波するアンテナ(ANT)とから構成する。前記データ発生手段10は、前記システムクロック(a)を受けて所定の分周比に分周する分周器(110)と、前記分周器(110)の出力を受けてランダムなランダムディジタルデータを発生出力する

4

ランダムデータ発生器120とから構成する。

【0006】前記データ変換手段20は、ランダムデータ発生器120の出力を直列に受けて前記システムクロックによって各自所定の時間程の所定回に順次的に遅延させて各端子の出力を並列に一時に出力させるシフトレジスタ130と、前記シフトレジスタ130の並列出力を受けて各々の出力に所定の加重値を乗算した後にして加算してインフェーズ信号成分を作る第1抵抗アレイ140と、前記シフトレジスタ130の並列出力を受けて1個の出力端子Djであるというとき、DjとD-j [Nはシフトレジスタ130の並列出力端数、j=1, 2, ..., N/2]を相互に排他的に論理和して出力するゲートアレイ150と、前記ゲートアレイ150の出力を受けて各自に所定の加重値を乗算した後にして加算してカットフェーズ信号成分を作る第2抵抗アレイ160とから構成する。

【0007】前記変調手段30は、所定搬送波を発振出力する搬送波発振器170と、インフェーズ信号成分を受けて前記搬送波発振器170の出力によってダブルバランスド変調する第1乘算器180と、前記搬送波発振器170の出力を位相シフトして出力する位相シフト器190と、カットフェーズ信号成分を受けて前記位相シフト器190の出力によってシングルバランスド変調する第2乘算器200と、前記第1、第2乘算器180, 200の出力を受けて加算して出力する加算器210とから構成する。

【0008】そして、前記第1、第2抵抗アレイ140, 160は抵抗R1-R14とから構成し、前記ゲートアレイ150は排他的ORゲートG1-G4とから構成する。

【0009】図4は前記図3の各部波形図であって、(a)はシステムクロックであり、(b)はランダムデータ発生器120の出力であり、(c)はシステムクロック(a)を分周器110で分周した波形であり。

(d)-(k)は前記(c)を前記システムクロック(a)によりシフトレジスタ130でシフトして出力した波形であり、(l)は第1抵抗アレイ140の出力によって前記シフトレジスタ130の出力(d)-(k)を第1抵抗アレイ140によって加重値を乗算した後に加算したインフェーズデータ波形であり、(m)は前記(d)と(k)を排他的論理和した波形であり、(n)は前記(e)と(j)を排他的論理和した波形であり、(o)は前記(f)と(i)を排他的論理和した波形であり、(p)は前記(g)と(h)を排他的論理和した波形であり、(q)は前記(m) %X% (p)を第2抵抗アレイ160によって加重値を乗算した波形であり、(s)は前記(q)を、前記位相シフト器190が前記搬送波の信号を90.1T位相シフトした信号と乗算した波形であり、(t)は前記(r)と前記(s)を加算した波形としての変調出力である。

(4)

特開平6-343086

5

【0010】したがって、前記の構成に基づいて本発明の一実施例を詳細に説明する。

【0011】まず、システムクロック(a)がシステムクロック入力端100に供給されてデータ発生手段10の分周器110に入力されると、分周器110は前記システムクロックを図4の(c)のように所定の分周比に分周する。このとき、ランダムデータ発生器120は前記分周器の出力(c)を受けて前記図4の(b)のようにランダムディジタルデータを発生させて出力する。一方、データ変換手段20のシフトレジスタ130は前記システムクロック(a)を受けて前記ランダムデータ発生器120の出力(b)を入力端(Di)受けてシフトして出力端(D0～D7)に図4の(d)～(k)のように出力する。このとき、前記出力端(D0～D7)中の出力端(D0)は前記ランダムデータ発生器120の出力(b)を一回遅延した信号であり、出力端(D1)は前記出力端(D0)の出力を内部的に一回遅延したものであり、出力端(D2)は前記出力端(D1)の出力を内部的に一回遅延したものである。出力端(D3～D7)やはり前記出力端(D0～D2)のような関係をもって内部的に1回ずつ遅延したものである。結局、前記出力端(D7)の出力は前記ランダムデータ発生器120の出力(b)を8回遅延したことになる。そして、前記出力端(D0～D7)の出力タイミングは前記システムクロック(a)に同期され、すべて一時に出力される。このとき、第1抵抗アレイ140は前記シフトレジスタ130の出力を受けて各々の出力に抵抗R1～R9を利用して適当な加重値を与えて乗算した後にすべて加算することによって図4の(l)のようなインフェーズ信号成分を作り、ゲートアレイ150と第2抵抗アレイ160はシフトレジスタ130の出力を受けて、各出力端Diに対してD-1(Nはシフトレジスタ130の並列出力端数)=1, 2, ..., N/2とDjを相互に排他的OR演算をした後に、さらに前記排他的OR出力に抵抗(R10～R14)を利用して所定の加重値を与えて乗算した後にすべて加算して図4の(q)のようなカットフェーズ信号成分を作る。

【0012】ここで、インフェーズ信号をl(t)、カットフェーズ信号をQ(t)であるというとき、変調後に平坦なエンベロープ特性の維持のためには [I(t)]2 + [Q(t)]2 = C (Cは定数) の関係がなければならないが、この関係を維持するように第1および第2抵抗アレイ140, 160の抵抗値を各自計算・調整することができる。

6

【0013】搬送波発生器170は搬送波を生成して出力しており、変調手段30の第1乗算器180は前記第1抵抗アレイ140の出力(l)と前記搬送波を乗算して前記第1抵抗アレイ140の出力(l)を二重平衡変調して前記図4の(r)のような信号を作る。

【0014】また、第2乗算器200は前記位相シフト器190の出力に前記第2抵抗アレイの出力(q)を單平衡変調して前記図4の(s)のような波形を作り出す。このとき、加算器210は前記第1乗算器180と前記第2乗算器200の出力(r), (s)を加算して出力することによって前記図4の(t)のように平坦なエンベロープ特性を有するBPSK変調された信号を得ることができる。そして、前記図4の(t)のように平坦なエンベロープ特性を有する信号は増幅器220でC級に増幅しても充実に増幅されるので、アンテナANTを通じて送波するとき受信側からは良質のデータを受信することができる。

【0015】

【発明の効果】以上のように、本発明は所定ディジタルデータをBPSK変調時に位相の遷移支点においても信号を充実に増幅させることができるので、送・受信時に良質のデータを送・受信することができて通信の効率を増大させることができる利点がある。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】従来のブロック図である。

【図2】図1の変調波形図である。

【図3】本発明の回路図である。

【図4】図3の各部の波形図である。

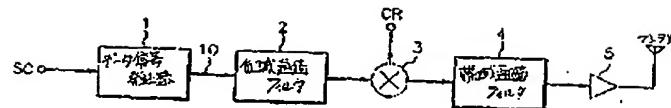
## 【符号の説明】

- |    |                |
|----|----------------|
| 30 | 10 データ発生手段     |
|    | 20 データ変換手段     |
|    | 30 変調手段        |
|    | 110 分周器        |
|    | 120 ランダムデータ発生器 |
|    | 130 シフトレジスタ    |
|    | 140 第1抵抗アレイ    |
|    | 150 ゲートアレイ     |
|    | 160 第2抵抗アレイ    |
|    | 170 搬送波発振器     |
| 40 | 180 第1乗算器      |
|    | 190 位相シフト器     |
|    | 200 第2乗算器      |
|    | 210 加算器        |
|    | 220 増幅器        |

(5)

特開平6-343086

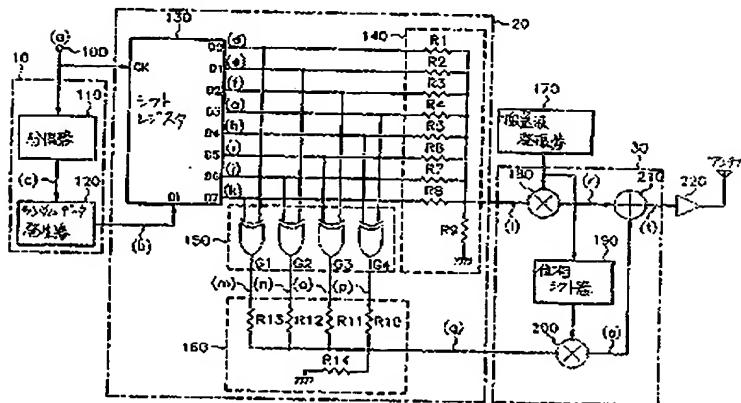
【図1】



【図2】



【図3】



(5)

特開平6-343086

[図4]

